



Prioritätsbescheinigung über die Einreichung einer Patentanmeldung

Aktenzeichen: 100 37 209.0

Anmeldetag: 31. Juli 2000

Anmelder/Inhaber: HILTI Aktiengesellschaft, Schaan/LI;
JENOPTIK Aktiengesellschaft, Jena/DE.

Bezeichnung: Lokaloszillator zur Erzeugung eines HF-Signals
zur Direktmischung mittels Avalanche-
Fotodioden

IPC: H 03 L, H 03 B

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ursprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.

München, den 2. März 2001
Deutsches Patent- und Markenamt
Der Präsident
In Auftrag

Sieck

MÜLLER & HOFFMANN - PATENTANWÄLTE

European Patent Attorneys - European Trademark Attorneys

Innere Wiener Strasse 17
D-81667 München

Anwaltsakte: 52.484
Anmelder-Az: B465 - **Lokalszillator**
S1324 DE

Mü/kx
31.07.2000

HILTI Aktiengesellschaft

FL-9494 Schaan
Fürstentum Liechtenstein

JENOPTIK Aktiengesellschaft

Carl-Zeiss-Straße 1
D-07743 Jena

**Lokalszillator zur Erzeugung eines HF-Signals zur
Direktmischung mittels Avalanche-Fotodioden**

Beschreibung

1 Die Erfindung betrifft einen Lokaloszillator zur Erzeugung eines schmalbandigen Hochfrequenz-Signals (HF-Signals) zur direkten Signalmischung mit einem über eine in Sperrrichtung vorgespannte Avalanche-Fotodiode (APD) aus einem auf die APD auftreffenden Lichtsignal erzeugten Empfangssignal.

5

Avalanche-Fotodioden (APDs) werden unter anderem in empfindlichen optoelektronischen Messsystemen eingesetzt. So ist beispielsweise die optoelektronische Messung von Distanzen bis zu 100 m mit Genauigkeiten von wenigen Millimetern für zahlreiche Anwendungen, insbesondere in der Bauindustrie und
10 im Anlagenbau von großer Bedeutung. Die Dynamik derartiger Entfernungsmesssysteme sollte möglichst hoch sein, um sowohl sehr schwache als auch starke Lichtempfangssignale verarbeiten zu können. Hierdurch wird die Verwendung definierter Zielmarken am Objekt, dessen Distanz von einem Referenzort aus bestimmt werden soll, überflüssig. Die Möglichkeit der direkten Distanz-
15 messung an bestimmten Oberflächen, d. h. ohne den Einsatz von Zielmarken, ermöglicht insbesondere bei den genannten technischen Gebieten und Branchen reduzierte Fertigungszeit und Kosteneinsparungen bei gleichzeitiger Verringerung der Fertigungstoleranzen.

20 Um die geforderte hohe Dynamik gewährleisten zu können und zur Detektion sehr schwacher Messsignale ist der Einsatz von empfindlichen APDs vielfach unumgänglich und prinzipiell bei Verfahren und Einrichtungen zur hochgenauen optoelektronischen Distanzmessung auch bekannt. In den meisten Fällen wird bei Distanzmesseinrichtungen ein vorzugsweises sinusförmig intensitätsmodulierter Strahl einer Lichtquelle, insbesondere einer Laserdiode, auf ein
25 Messobjekt gerichtet (vergleiche EP 0 701 702 B1, DE 196 43 287 A1, US 4,403,857). Das vom Messobjekt zurückgestreute intensitätsmodulierte Licht wird von einer Fotodiode detektiert. Die zu messende Distanz ergibt sich aus der Phasenverschiebung der vom Messobjekt zurückgestreuten sinusförmig modulierten Lichtintensität in Bezug zur emittierten Lichtintensität der Lichtquelle.
30 Um bei hochgenauen Distanz- bzw. Phasenmesssystemen eine Eliminierung von temperatur- sowie alterungs- und empfangsleistungsabhängigen Phasenfehlern zu erreichen, wurde mit der DE-Patentanmeldung 100 06 493.0 als Verbesserung gegenüber der Messeinrichtung nach US 4,403,857 vorgeschlagen, die Lichtintensitäten eines Haupt- und eines Referenzemitters gleichzeitig mit ver-

- 1 schiedenen Modulationsfrequenzen zu modulieren und aufgrund der Verwen-
dung von APDs als Haupt- und Referenzempfänger ein Signalgemisch zu erzeu-
gen, welches ein Signal mit der Intensitätsmodulationsfrequenz des Hauptemit-
ters einerseits und ein Signal mit der Intensitätsmodulationsfrequenz des Refe-
5 renzemitters andererseits enthält. Durch simultane Messung der Phasen der
beiden so erzeugten Signale und Trennung beider Phasen in einem Zwischen-
frequenzbereich ist eine störungsfreie Distanzmessung mit eindeutiger Distanz-
aussage möglich.
- 10 Da bei großen Distanzen und technischen Messobjektflächen, also ohne die
Verwendung von Zielmarken, mit sehr schwachen Signalen zu rechnen ist, wird
der Einsatz der empfindlichen APDs notwendig, die beispielsweise im Vergleich
zu PIN-Fotodioden eine zusätzliche innere Verstärkung des Fotostroms
bewirken, der durch die einfallende Lichtleistung generiert wird. Diese innere
15 Verstärkung resultiert aus einer Ladungsträgervervielfachung in der Lawinen-
zone der APD, in der eine hohe elektrische Feldstärke existiert. Durch diese
Feldstärke werden die durch den Lichteinfall generierten Ladungsträger stark
beschleunigt, so dass sie aufgrund ihres hohen Energiezustands weitere
Ladungsträger aus dem Halbleitermaterial der APD herauslösen, die zur zusätz-
20 lichen Verstärkung des Fotostroms führen.

- Zur Erzeugung der hohen elektrischen Feldstärken in der Lawinenzone der APD
wird eine hohe Spannung in Sperrrichtung benötigt. Sie liegt je nach APD-Typ
im Bereich von 40 V bis 500 V. Typische Verstärkungsfaktoren der Fotoströme
25 liegen zwischen 10 und 200. Sie hängen stark vom jeweiligen Halbleitermaterial
(z. B. Si, InGaAs), dem Aufbau der Fotodiode, der Sperrspannung und der
Temperatur ab.

- Ein bereits erwähntes Problem bei der beschriebenen Art der optoelektronischen
30 Distanzmessung, insbesondere an technischen Oberflächen ist die Detektion
sehr schwacher Signale. Dabei dürfen in dem Messsystem nur sehr geringes
störendes elektronisches Rauschen und nur sehr schwaches elektrisches Über-
sprechen (z. B. <110 dB) vom Lichtsender (Laser) zum Fotodiodenempfänger vor-
handen sein.

- 35 Um ein nur schwaches Übersprechen und eine möglichst geringe Einkopplung
von externen Störfeldern (Funkfelder, digitale Störungen) zu gewährleisten,

- 1 kann eine Methode der direkten Signalmischung angewandt werden, wie sie beispielsweise aus der bereits erwähnten US 4,503,857, sowie aus einem Fachaufsatz K. Seta, T. Oh' Ishi "Distance Measurement Using a Pulse Train Emitted from a Laser Diode", Japanese J. of Appl. Physics, Band. 26, Nr. 10, S. L1690-
5 L1692, Oktober 1987 bekannt ist und in einer speziellen vorteilhaften Abwandlung auch in der ebenfalls bereits erwähnten DE-Patentanmeldung 100 06 493.0 vorgeschlagen worden ist. Bei einer solchen Direktmischung wird der APD-Sperrspannung das (vorzugsweise) sinusförmige Signal der Frequenz f_{LO} eines Lokaloszillators und einer Amplitude von >1 V überlagert, so dass mit der
10 Sperrspannung auch der Verstärkungsfaktor M der APD, d. h. ihre innere Stromquelle, moduliert wird. Für den APD-Ausgangsstrom gilt dabei in erster Näherung $i_{APD}(t) = M(t) \cdot i_{FOTO}(t)$, wobei $M(t)$ die von der Zeit t abhängige modulierte APD-Verstärkung und $i_{FOTO}(t)$ den inneren, durch den Lichteinfall generierten Fotostrom beschreiben. Aufgrund des nichtlinearen Zusammenhangs
15 zwischen der APD-Verstärkung und dem inneren Fotostrom entsteht ein Mischprodukt, d. h. ein Zwischenfrequenzsignal (ZF-Signal), das mit der Frequenzdifferenz zwischen der Frequenz f_{LO} des Lokaloszillators und der Frequenz f_{MESS} der modulierten detektierten Lichtleistung oszilliert. Die Frequenzumsetzung findet demnach in der inneren Stromquelle der APD statt. Durch Tiefpassfilterung lassen sich höherfrequente Anteile eliminieren. Das Ausgangssignal der APD, d. h. das ZF-Signal ist (vergleichsweise) niederfrequent und lässt sich somit problemlos weiterverarbeiten. Da sich der Mischprozess innerhalb des Chips der APD abspielt, sind die Strukturgrößen der Mischanordnung typischerweise um drei bis vier Größenordnungen kleiner als die verwendete
20 Modulationswellenlänge. Hierdurch wird die Einstreuung externer elektromagnetischer Störleistung und das elektrische Übersprechen weitgehend vernachlässigbar. Eingestreute Störleistung führt grundsätzlich auch zu erhöhtem Rauschen. Durch die beschriebene Maßnahme werden also auch die Rauscheigenschaften deutlich verbessert. Vorteilhaft ist auch, dass das aus der
25 Direktmischung hervorgehende ZF-Signal in der Regel vergleichsweise sehr niederfrequent ist; z. B. 10 kHz bis 100 kHz. In diesem Frequenzbereich sind keine Störeinstreuungen zu erwarten. Auch parasitäre Eigenschaften von sonstigen elektronischen Bauelementen sind bei diesen niedrigen Frequenzen vernachlässigbar. Da das Ausgangssignal der APD im ZF-Bereich liegt, werden
30 im Empfangsteil außer dem Lokaloszillator keine weiteren Hochfrequenzbauteile benötigt. Die Herstellungskosten aber auch der Stromverbrauch eines mit solchen APDs ausgerüsteten optoelektronischen Distanzmesssystems lassen

- 1 sich also drastisch reduzieren.

Dabei ergibt sich jedoch ein Problem, das der Erfindung als Aufgabe zugrunde-
liegt: Aufgrund der erwünschten und prinzipiell auch realisierbaren geringen
5 Leistungsaufnahme des in der Regel aus einer möglichst kleinen Batterie zu
betreibenden Distanzmessgeräts können bekannte handelsübliche PLL-Oszilla-
toren (PLL = Phase Locked Loop) mit nachgeschaltetem 50-Ohm-HF-Verstärker
zur Erzeugung des Lokaloszillatorsignals für die Frequenzmischung nicht oder
nur mit unbefriedigendem Ergebnis verwendet werden. Da eine Avalanche-Foto-
10 diode eine rein kapazitive Last darstellt, diese HF-Verstärker aber für einen
stabilen Betrieb einen niederohmigen 50-Ohm-Signalabschluss benötigen, muss
für den Verstärker eine mit Leistungsverbrauch verbundene Zwangsanpassung
vorgesehen werden. Bei einer erwünschten Amplitude von beispielsweise 2 V
wäre hierzu beispielsweise eine HF-Leistung von 40 mW notwendig. Dies ist aber
15 mit der angestrebten geringen Stromaufnahme nicht realisierbar.

Gemäß dem erwähnten Fachaufsatz K. Seta et al. soll zur Signal-
abschlussanpassung des notwendigen HF-Verstärkers ein Hochfrequenzüber-
trager verwendet werden. In der Praxis hat sich dies jedoch ebenfalls als proble-
20 matisch erwiesen, da für die benötigten hohen Frequenzen des Lokaloszillator-
signals (z. B. 1 GHz) nur Spannungsübersetzungen von 1:2 verfügbar sind und
zusätzlich erhebliche EMI-Probleme aufgrund der Verwendung des Übertragers
auftraten.

25 Die erfindungsgemäße Lösung sieht einen Lokaloszillator zur Erzeugung eines
schmalbandigen HF-Signals zur Direktmischung mit einem über eine in Sperr-
richtung vorgespannte Avalanche-Fotodiode (APD) aus einem einfallenden Licht-
signal erzeugten (ersten) Empfangssignal vor, bei dem die Sperrschichtkapazität
der APD in einen steuerbaren HF-Resonanzkreis einbezogen ist, dessen das HF-
30 Signal bildende Resonanzfrequenz durch wählbare Einstellungen einer von
einem Referenzoszillator beaufschlagten Schaltung zur Frequenz- bzw. Phasen-
regelung bestimmt ist.

Die Erfindung geht von dem Gedanken aus, die Sperrschichtkapazität der
35 gleichzeitig als Direktmischer verwendeten APD als schwingungs(mit)be-
stimmendes Element in einen insbesondere PLL-stabilisierten HF-Oszillator ein-
zubinden, wobei vor allem ein LC-Oszillator im Vordergrund des Interesses

- 1 steht. Durch diesen PLL-stabilisierten Betrieb wird nicht nur die geforderte
Schmalbandigkeit des Lokaloszillatorsignals gewährleistet, welches für die
Mischung mit dem als Messsignal verwendeten Empfangssignal benötigt wird.
Es wird außerdem eine vergleichsweise hohe Spannungsamplitude bei geringer
5 Leistungsaufnahme erreicht. Das einstellbare Teilverhältnis der PLL-
Schaltung zusammen mit der Frequenz des Referenzoszillators bestimmt dabei
die Eigenfrequenz des HF-Resonanzkreises

- Eine besonders vorteilhafte und einfache Lösung ergibt sich, wenn der HF-Reso-
nanzkreis als LC-Resonanzkreis aufgebaut ist, dessen Resonanzfrequenz durch
10 eine zur Sperrschichtkapazität parallel geschaltete und durch die PLL-Schal-
tung steuerbare Kapazität insbesondere eine Kapazitätsdiode aufweist. Eine
alternative oder ergänzende Möglichkeit besteht darin, einen frequenzmäßig
steuerbaren zur Sperrschichtkapazität der APD parallel liegenden HF-Resonanz-
15 kreis durch eine steuerbare Induktivität zu realisieren, wobei beispielsweise an
einen als Induktivität wirkenden steuerbaren Transistor zu denken ist.

- Der HF-Resonanzkreis, in den die Sperrschichtkapazität der APD eingebunden
ist, kann auch mittels eines Resonators realisiert sein, der entweder direkt
20 steuerbar ist oder durch zusätzliche Verwendung einer steuerbaren Kapazität
und/oder einer steuerbaren Induktivität. Als derartige Resonatoren kommen
beispielsweise Quarze, dielektrische Keramikresonatoren, Hohlraumresonatoren
oder Leitungsresonatoren in Frage, deren Ersatzschaltbilder, wie dem Fach-
mann geläufig, einem LC-Kreis entsprechen.

- 25 Vorteilhafte Weiterbildungen und Ausgestaltungen des Erfindungsgedankens
sind in abhängigen Patentansprüchen enthalten und werden nachfolgend auch
in Verbindung mit der Beschreibung von Ausführungsbeispielen der Erfindung
mit Bezug auf die Fig. 1 und 2 näher erläutert.

- 30 **Fig. 1** zeigt ein erstes Ausführungsbeispiel für einen erfindungsgemäßen
Lokaloszillator, realisiert als PLL-stabilsierter LC-Oszillator; und

- Fig. 2** veranschaulicht ein abgewandeltes Realisierungsbeispiel eines PLL-
35 stabilisierten LC-Oszillators, bei dem zwei hochfrequenzmäßig par-
allel geschaltete Sperrschichtkapazitäten von zwei APDs vorhanden
sind, die insbesondere als Mess- und Referenzempfänger einer

1 optoelektronischen Distanzmesseinrichtung dienen.

Es wird zunächst auf die Fig. 1 Bezug genommen.

5 Über einen ohmschen Widerstand R wird einer beispielsweise als Mess-
signalempfänger dienenden APD 2 eine Hochspannung in Sperrrichtung
zugeführt. Zur Sperrschichtkapazität CAPD der APD 2 ist die Kapazität C einer
Kapazitätsdiode 3 sowie eine Induktivität L HF-signalmäßig parallel geschaltet.
Diese Schaltungsanordnung bildet einen LC-Parallelresonanzkreis, der bei
10 seiner Resonanzfrequenz im Leerlauf betrieben wird. Die in der Schaltung
zwischen den kathodenseitigen Fußpunkten der APD 2 und der Kapazitätsdiode
3 und der Induktivität L sowie zwischen der Induktivität L und dem Ausgang
eines HF-Verstärkers 4 vorhandenen Koppelkapazitäten CKOPPEL stellen für
das Signal mit der Resonanzfrequenz einen Kurzschluss dar. Sie dienen ledig-
15 lich, wie dem Fachmann geläufig, zum Entkoppeln der verschiedenen an die
APD 2, die Kapazitätsdiode 3 und die Induktivität L anzulegenden Gleich-
spannungen. Das direkt in der APD 2 gebildete Mischprodukt aus dem
Empfangssignal der APD 2 und dem über den erfindungsgemäßen LC-Oszillator
erzeugten schmalbandigen HF-Signal gewonnene ZF-Signal lässt sich über einen
20 Tiefpass 7 auf der Anode der APD 2 abgreifen. Der HF-Verstärker 4, z. B. in
Form eines Hochfrequenztransistors, ermöglicht zusammen mit einem für den
Fachmann hier nicht näher zu beschreibenden, da prinzipiell bekannten Rück-
kopplungsnetzwerk 5 ein sicheres Anschwingen des LC-Oszillators. Außerdem
werden auf diese Weise Verluste ausgeglichen und eine Oszillation konstanter
25 Amplitude gewährleistet. Die Kapazität C der in Sperrrichtung geschalteten
Kapazitätsdiode 3 ist abhängig von ihrer jeweils anliegenden Sperrspannung.
Ein kleiner Anteil des LC-Oszillatorsignals wird zusammen mit dem Ausgangs-
signal des Verstärkers 4 einer PLL-Schaltung 1 zugeführt, in der die Frequenz
des LC-Oszillatorsignals heruntergesetzt wird, z. B. mit einem Frequenzteiler,
30 und anschließend mit einem von einem Referenzoszillator 6 erzeugten phasen-
starren Referenzoszillatorsignal hinsichtlich Phasenlage verglichen wird. Die
PLL-Schaltung 1 regelt durch Variation der Sperrspannung der Kapazitätsdiode
3 die Diodenkapazität C und damit die Resonanzfrequenz des LC-Oszillators so,
dass sich eine Phasengleichheit zwischen dem frequenzreduzierten LC-Ozilla-
35 torsignal und dem Referenzoszillatorsignal einstellt. In diesem Fall nimmt die
Resonanzfrequenz des LC-Oszillators einen Sollwert an, der abhängig ist von
dem einstellbaren Teilverhältnis des Frequenzteilers der PLL-Schaltung 1 und

1 der Frequenz des Referenzoszillators 6. Dabei ist es von Vorteil, wenn der Referenzoszillator 6 der gemeinsame Mutteroszillator des Gesamtsystems, also insbesondere und beispielshalber der optoelektronischen Distanzmesseinrichtung ist.

5

Wichtig für die Erfindung ist, dass die Resonanzfrequenz des LC-Oszillators nur abhängig ist von dem frei wählbaren Teilverhältnis der PLL-Schaltung 1 und der Frequenz des Referenzoszillators 6. Sie hängt insbesondere nicht von der Sperrschichtkapazität C_{APD} der APD 2 ab, die mit erheblichen Exemplarstreuungen verbunden sein kann und die zudem temperatur-, spannungs- und empfangsleistungsabhängig ist. Durch die steuerbare Kapazität C der Kapazitätsdiode C werden Schwankungen der APD-Kapazität C_{APD} vollständig kompensiert.

Da die temperatur- und empfangsleistungsabhängigen Kapazitätsschwankungen der APD das Phasenverhalten des Lokaloszillatorsignals und somit auch das Phasenverhalten des über die APD 2 erhaltenen Empfangssignals, insbesondere Messsignals, im Zwischenfrequenzbereich beeinflussen, wird gleichzeitig ein hieraus hervorgehender Distanzmessfehler eliminiert. Es stellt sich also unabhängig von störenden Umgebungsbedingungen automatisch immer ein definierter Systemzustand ein. Auch andere störende parasitäre Schaltungskapazitäten werden kompensiert.

Bei der Resonanzfrequenz wird außerdem durch die Parallelschaltung der Induktivität L der tiefpassbegrenzende Einfluss der Schaltungskapazitäten beseitigt, und zwar unabhängig von Exemplarstreuungen, der Temperatur, der APD-Sperrspannung und der Empfangsleistung. Dies führt zu einer Erhöhung der Bandbreite der Schaltung.

Mit dem programmierbaren Teilverhältnis der PLL-Schaltung 1 lassen sich die beschriebenen definierten, schmalbandigen Systemzustände bei beliebigen, im Empfangsbereich der PLL-Schaltung 1 liegenden Frequenzen realisieren.

Die Fig. 2 veranschaulicht eine weitere ergänzte Variante der grundsätzlichen Schaltungsanordnung nach Fig. 1. Bei dieser Schaltungsanordnung wird der beschriebene PLL-stabilisierte LC-Oszillator durch eine HF-signalmäßige Parallelschaltung einer ersten Sperrschichtkapazität $C_{APD,R}$ der in diesem Fall als Referenzempfänger eines optoelektronischen Distanzmessgeräts dienenden

- 1 APD 2, der Sperrschichtkapazität $C_{APD,M}$ einer als Messsignalempfänger ver-
wendeten APD 10, der Kapazität C der Kapazitätsdiode 3 sowie der Induktivität
L gebildet. Die APD 2 des Referenzempfängers empfängt das von einem Laserdi-
odensender (nicht gezeigt) emittierte sinusförmige intensitätsmodulierte Licht
5 direkt nach dem Durchlaufen einer Referenzstrecke mit bekannter optischer
Weglänge. Die APD 10 des Messempfängers detektiert das vom entfernten
Messobjekt zurückgestreute ebenfalls sinusförmig intensitätsmodulierte Licht.
Die beiden in den APDs 2, 10 generierten elektrischen Signale werden durch
Direktmischung mit dem aus dem LC-Oszillator hervorgehenden Lokaloszillator-
10 signal in den (vergleichsweise) niederfrequenten Zwischenfrequenzbereich kon-
vertiert. Über zugeordnete Tiefpassfilter 7 bzw. 11 lässt sich das ZF-Referenzsi-
gnal bzw. das ZF-Messsignal extrahieren. Durch Bestimmung der Phasendiffe-
renz beider Zwischenfrequenzsignale kann die zu messende Distanz ermittelt
werden. Phasenfehler, die vom Laserdiodensender erzeugt werden, werden durch
15 diese Differenzbildung eliminiert. Es wird insoweit auf die bereits erwähnte und
in der DE-Patentanmeldung Nr. 100 06 493.0 beschriebene optoelektronische
Entfernungsmesseinrichtung verwiesen.

- Entscheidend bei der Schaltungsanordnung nach Fig. 2 ist, dass durch eine HF-
20 signalmäßige Parallelschaltung der APD 10 des Messzweigs und der APD 2 des
Referenzzweigs das gemeinsame Spannungssignal des Lokaloszillators
phasengleich auf die jeweiligen Sperrschichten der APDs 2, 10 übertragen wird,
falls die Bahnwiderstände der APDs vernachlässigbar sind. Da die Bahnwider-
stände bei Silizium-APDs in der Regel kleiner sind als $0,1 \Omega$ ist diese Voraus-
25 setzung in der Praxis auch gegeben. Die Phase des Lokaloszillatorsignals wird
nur durch die Summenkapazität der Parallelschaltung $C \parallel C_{APD,R}$ und/oder
bzw. $C \parallel C_{APD,M}$ beeinflusst und nicht durch die einzelnen Sperrschicht-
kapazitäten der APDs 2, 10, welche abhängig sind von Umgebungseinflüssen und
Exemplarstreuungen. Bei der Direktmischung findet der Mischprozess in der in-
30 neren Stromquelle der jeweiligen APD statt, so dass auch das hochfrequente
Empfangssignal nicht von der Sperrschichtkapazität der betreffenden APD und
anderen externen parasitären Kapazitäten beeinflusst wird. Zudem ist das
frequenzkonvertierte ZF-Signal so niederfrequent, dass die von Umgebungs-
einflüssen und Exemplarstreuungen abhängige Sperrschichtkapazität hierfür
35 keine Rolle spielt. Da also im Falle eines Distanzmessgeräts die APD 10 des
Messzweigs und die APD 2 des Referenzzweigs mit dem gleichen Lokaloszillator
beaufschlagt werden und Schwankungen der Summenkapazität sich für beide

1 Zweige gleichermaßen auswirken, kann durch Bilden der Differenz der Phasen
der jeweiligen ZF-Signale in gewissen Grenzen eine Fehlerkompensation erreicht
werden. Eine ganz exakte Kompensation ist allerdings nicht möglich, da die
Koppelkapazitäten sowie die Anschlusskapazitäten der APDs für das
5 Lokaloszillatorsignal weitere, jedoch nur sehr geringe Phasenfehler implizieren.
Auch Phasenänderungen im Empfangssignal, welche durch unterschiedliche
Driftzeiten der Ladungsträger in der Sperrschicht der jeweiligen APD entstehen,
lassen sich nicht kompensieren. Gleichwohl kann aber durch Verwendung der
Schaltungsanordnung nach Fig. 2 eine erhebliche Phasenfehlerquelle, d. h. das
10 Verhalten der Sperrschichtkapazitäten eliminiert werden, so dass insbesondere
bei der optoelektronischen Distanzmessung eine Fehlerreduzierung erreicht
wird.

15 Dies gilt allerdings nur für die Hochfrequenzsignale der Schaltung und nicht für
die weniger kritisch niederfrequenten ZF-Signale, für die parasitäre Kapazitäten
meist vernachlässigbar sind. Für deren Verstärkung werden jedoch in der Regel
im Mess- und Referenzzweig Zwischenfrequenzverstärker verwendet. Bei stark
unterschiedlichen Signalamplituden müssen gegebenenfalls auch die Verstär-
kungen unterschiedlich gewählt werden, so dass die Signalphasen in beiden
20 Zweigen verschieden beeinflusst werden können. Exemplarstreuungen der ZF-
Verstärker (nicht gezeigt) können zusätzliche Fehler produzieren. Diese Phasen-
fehler müssen dann entweder rechnerisch berücksichtigt werden oder lassen
sich mit der Anordnung, wie sie in der DE-Patentanmeldung Nr. 100 06 493.0
beschrieben ist, automatisch eliminieren.

25 Von besonderem Vorteil ist, dass die Induktivität L für das ZF-Signal einen
guten Kurzschluss darstellt, so dass Übersprechen der ZF-Signale vom Refe-
renz- auf den Messsignalzweig stark reduziert wird. Wichtig ist hierbei nicht so
sehr die Kompensation der Kapazitäten, sondern die Tatsache, dass durch die
30 erfindungsgemäße Parallelschaltung beide APD-Sperrschichten mit einem
phasengleichen Lokaloszillatorsignal beaufschlagt werden, also durch Differenz-
bildung Phasenschwankungen kompensiert werden können. Die Kompensation
der Kapazitäten ist in diesem Zusammenhang nur für die Erzeugung der kon-
stanten Resonanzfrequenz wichtig.

35

Ein wesentlicher Vorteil der erfindungsgemäßen Schaltung eines Lokaloszilla-
tors ergibt sich aus Folgendem:

1 Eine APD ist eine Stromquelle, die einen intern generierten Fotostrom liefert. Parallel zu dieser Stromquelle liegt die Sperrschichtkapazität der APD. Bei hohen Frequenzen wird durch diese Sperrschichtkapazität das Signal kurzgeschlossen, so dass ein Tiefpassverhalten resultiert. Auch das Lokaloszillatorsignal "sieht" diese Sperrschichtkapazität und wird durch sie ebenfalls auf Masse kurzgeschlossen. Dies ist aber nur der Fall, wenn das Lokaloszillatorsignal z. B. über einen Verstärker zugeführt wird. In dem beschriebenen Fall und gemäß der Erfindung, bei dem das Lokaloszillatorsignal durch den LC-Resonanzkreis selbst gebildet wird, wird der kapazitive Einfluss und damit auch das aus der jeweiligen Sperrschichtkapazität hervorgehende Tiefpassverhalten durch die parallel geschaltete Induktivität L eliminiert, d. h. weggestimmt. Die Sperrschichtkapazität wird in den Resonanzkreis integriert und kann somit kein Tiefpassverhalten mehr erzeugen. Das Tiefpassverhalten wird nur noch durch die Driftzeiten der generierten Ladungsträger innerhalb des Halbleiters gebildet.

15

Ein Lokaloszillator mit erfindungsgemäßen Merkmalen ist also durch folgende vorteilhafte Eigenschaften ausgezeichnet:

- 20 - Mögliche Störung durch Übersprechen und Einstreuung externer elektromagnetischer Störleistungen sind aufgrund der möglichen sehr kleinen Strukturen gering.
- 25 - Im Pfad des Empfangssignals, beispielsweise eines Messsignals, sind keine für EMI empfindliche Hochfrequenzsignale, -komponenten und -strukturen vorhanden, da das Messsignal bzw. das APD-Empfangssignal schmalbandig sind.
- 30 - Die über die APDs erzeugten Ausgangssignale sind niederfrequent, d. h. beispielsweise im Bereich von 10 kHz bis 100 kHz, und lassen sich damit unproblematisch weiterverarbeiten und rauscharm verstärken. Es entstehen keine Probleme mit einer eventuellen Anpassung, der Strukturgröße von Baugruppen, Abstrahlung, Übersprechen, EMI und sonstigen parasitären Effekten.
- 35 - Der Bauteilbedarf ist reduziert und damit prinzipiell auch die Systemkosten.

- 1 - Der Stromverbrauch ist im Vergleich zu bekannten Lösungen mit Hochfrequenzübertragung oder Systemen mit notwendiger Impedanzanpassung deutlich verringert.
- 5 - Die Verlustleistung an der jeweiligen APD-Kathode ist gering aufgrund des Leerlaufbetriebs bei hoher Spannungsamplitude am LC-Resonatorkreis.
- 10 - Mögliche störende Umgebungseinflüsse, wie Temperatur, stark schwankende Empfangsleistung, variierende Sperrschichtspannung und Exemplarstreuungen auf das Signalphasenverhalten sind durch die Eliminierung parasitärer Kapazitäten automatisch kompensiert.
- 15 - Ein definierter Systemzustand im Empfangs- und Signalverarbeitungsteil stellt sich automatisch ein, unabhängig von Exemplarstreuungen und eventuellen Umgebungseinflüssen.
- 20 - Bei Anwendung der Erfindung in einem optoelektronischen Distanzmessgerät wird die Messgenauigkeit deutlich verbessert.
- 25 - Automatische Eliminierung des tiefpassbegrenzenden Verhaltens durch Wegstimmen der Schaltungskapazitäten unabhängig von Umgebungseinflüssen und Exemplarstreuungen.
- 30 - Es lässt sich eine definierte Lokaloszillatorfrequenz gewährleisten, die unabhängig ist von möglichen Exemplarstreuungen und Umgebungseinflüssen.
- 30 - Die Lokaloszillatorfrequenz und das Signalphasenverhalten hängen nur von der Frequenz des Referenzoszillators und dem Teilverhältnis der PLL-Schaltung ab.
- 35 - Unterschiedliche Phasen- bzw. Laufzeiten werden im Falle einer optoelektronischen Distanzmesseinrichtung beim Mess- und Referenzempfänger durch die HF-signalmäßige Parallelschaltung der Referenz-APD und der Mess-APD in einem LC-Parallelschwingkreis eliminiert.

Patentansprüche

- 1 1. Lokaloszillator zur Erzeugung eines schmalbandigen HF-Signals zur Direktmischung mit einem über eine in Sperrrichtung vorgespannte Avalanche-Fotodiode (APD 2) aus einem auf diese auftreffenden Lichtsignal erzeugten ersten Empfangssignal, bei dem die Sperrschichtkapazität (CAPD) der
- 5 Avalanche-Fotodiode (APD 2) in einen steuerbaren HF-Resonanzkreis einbezogen ist, dessen das HF-Signal bildende Resonanzfrequenz durch wählbare Einstellungen einer von einem Referenzoszillator (6) beaufschlagten Schaltung zur Frequenz- bzw. Phasenregelung bestimmt ist.
- 10 2. Lokaloszillator nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Schaltung zur Frequenz- bzw. Phasenregelung eine PLL-Schaltung (1) ist, deren einstellbares Teilverhältnis zusammen mit der Frequenz des Referenzoszillators (6) die Frequenz des HF-Resonanzkreises bestimmt.
- 15 3. Lokaloszillator nach Anspruch 2, **dadurch gekennzeichnet**, dass der HF-Resonanzkreis ein zur Sperrschichtkapazität (CAPD) parallel geschalteter LC-Resonanzkreis mit durch die PLL-Schaltung (1) steuerbarer Kapazität ist.
4. Lokaloszillator nach Anspruch 3, **dadurch gekennzeichnet**, dass die
- 20 steuerbare Kapazität eine Kapazitätsdiode (3) ist.
5. Lokaloszillator nach Anspruch 1 oder 3, **dadurch gekennzeichnet**, dass der HF-Resonanzkreis ein zur Sperrschichtkapazität (CAPD) parallel geschalteter HF-Resonanzkreis mit steuerbarer Induktivität ist.
- 25 6. Lokaloszillator nach Anspruch 2 und/oder 5, **dadurch gekennzeichnet**, dass der HF-Resonanzkreis durch einen Resonator und die steuerbare Kapazität und/oder die steuerbare Induktivität zusammen mit der Sperrschichtkapazität der Avalanche-Fotodiode gebildet ist.
- 30 7. Lokaloszillator nach Anspruch 6, **dadurch gekennzeichnet**, dass der Resonator ein Hohlraumresonator ist.
8. Lokaloszillator nach Anspruch 6, **dadurch gekennzeichnet**, dass der Resonator ein Leitungsresonator ist.

- 1 9. Lokaloszillator nach Anspruch 6, **dadurch gekennzeichnet**, dass der Resonator ein Quarzresonator ist.
- 5 10. Lokaloszillator nach Anspruch 6, **dadurch gekennzeichnet**, dass der Resonator ein dielektrischer Keramikresonator ist.
- 10 11. Lokaloszillator nach Anspruch 2, **gekennzeichnet durch** einen mit der PLL-Schaltung (1) und dem HF-Resonanzkreis verbundenen rückgekoppelten Verstärker (4, 5) zum Ausgleichen von Verlusten und zur Aufrechterhaltung einer Oszillation konstanter Amplitude des HF-Resonanzkreises.
- 15 12. Lokaloszillator nach Anspruch 1, **gekennzeichnet durch** einen mit dem Mischsignalausgang der Avalanche-Fotodiode verbundenen Tiefpass (7) mit einer über einem gewünschten ZF-Signal liegenden Grenzfrequenz.
- 20 13. Lokaloszillator nach einem der vorstehenden Ansprüche, **gekennzeichnet durch** eine weitere ebenfalls in Sperrrichtung vorgespannte Avalanche-Fotodiode (APD 10), die ein zweites durch Direktmischung in einen anderen Frequenzbereich umzusetzendes Empfangssignal erzeugt und deren Sperrschichtkapazität (CAPD,M) HF-mäßig zum LC-Resonanzkreis parallel geschaltet ist.
- 25 14. Anwendung des Lokaloszillators nach einem der vorstehenden Ansprüche in einem optoelektronischen Distanzmessgerät, bei dem mindestens eine Avalanche-Fotodiode als Empfangselement für ein optisches Mess- und/oder Referenzsignal verwendet ist.

Zusammenfassung

Lokalszillator zur Erzeugung eines HF-Signals zur Direktmischung mittels Avalanche-Fotodioden

Erfindungsgegenstand ist ein insbesondere in einem optoelektronischen Distanzmesssystem zu verwendender Lokalszillator zur Erzeugung eines schmalbandigen HF-Signals zur direkten Signalmischung mit einem über eine Avalanche-Fotodiode (2) aus einem auf diese auftreffenden Lichtsignal erzeugten Empfangssignal. Die Erfindung sieht vor, die durch verschiedene Einflüsse und Exemplarstreuungen veränderliche Sperrschichtkapazität (CAPD) der Avalanche-Fotodiode (2) als die Oszillatorfrequenz bestimmendes Element in einen steuerbaren HF-Resonanzkreis einzubeziehen, dessen HF-Resonanzfrequenz bestimmt ist beispielsweise vom einstellbaren Teilverhältnis einer durch einen phasenstarken Referenzoszillator (6) beaufschlagten PLL-Schaltung (1), welche die Kapazität (C) einer zur Sperrschichtkapazität parallel liegenden Kapazitätsdiode (3) steuert.

Die Oszillatorschaltung ist durch geringen Bauteilbedarf, sehr niedrigen Stromverbrauch und stabile Lokalszillatorfrequenz, unabhängig von Exemplarstreuungen und Umgebungseinflüssen gekennzeichnet. Sie eignet sich gut zur Anwendung in optoelektronischen Messsystemen, bei denen Avalanche-Fotodioden als Empfangselemente verwendet werden.

(Fig. 1)

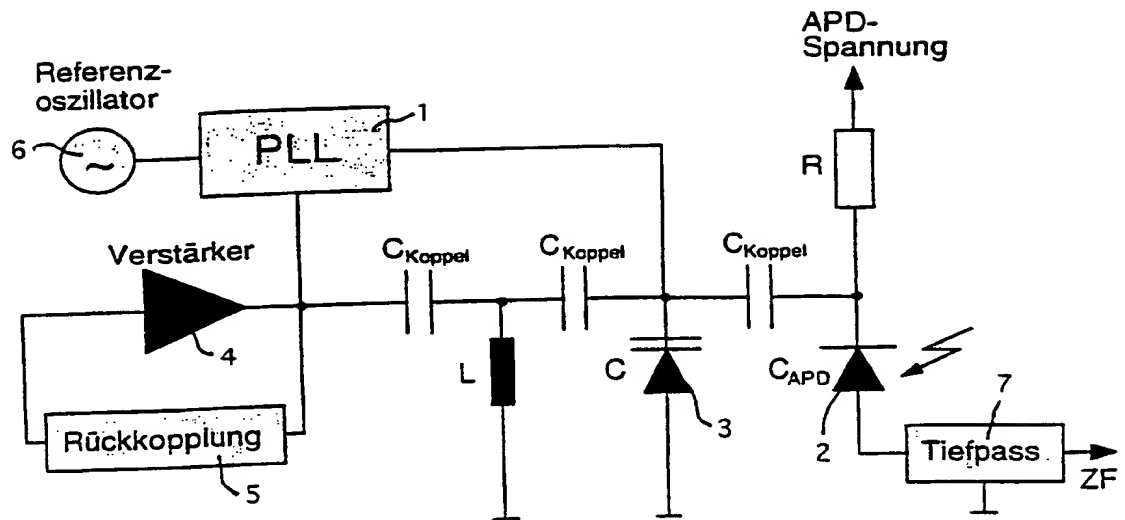


Fig. 1

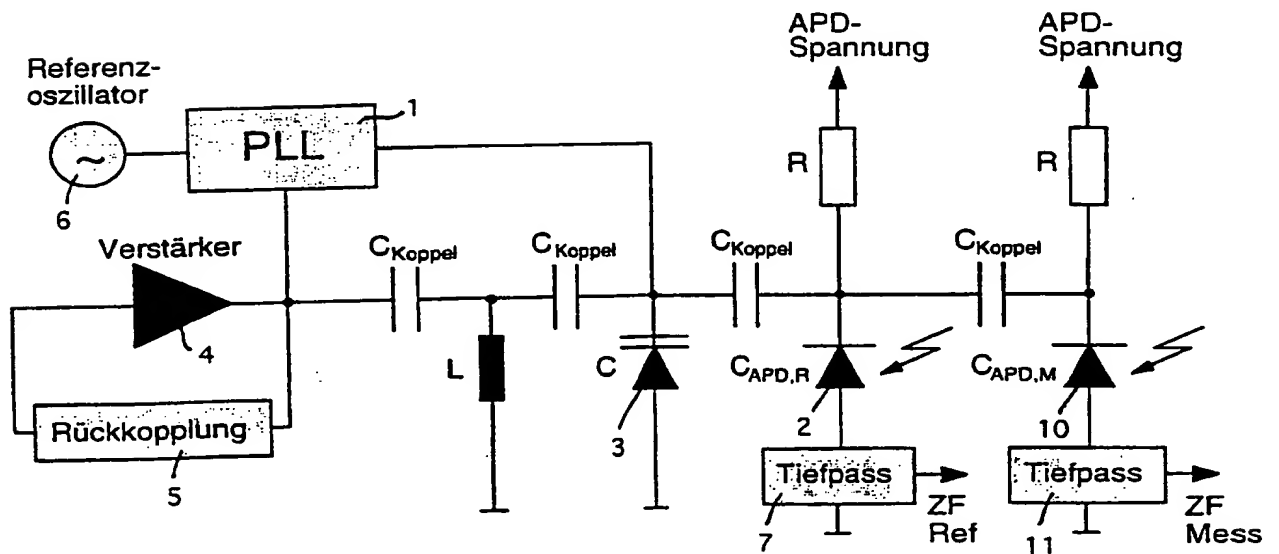


Fig. 2

Figur für die Zusammenfassung

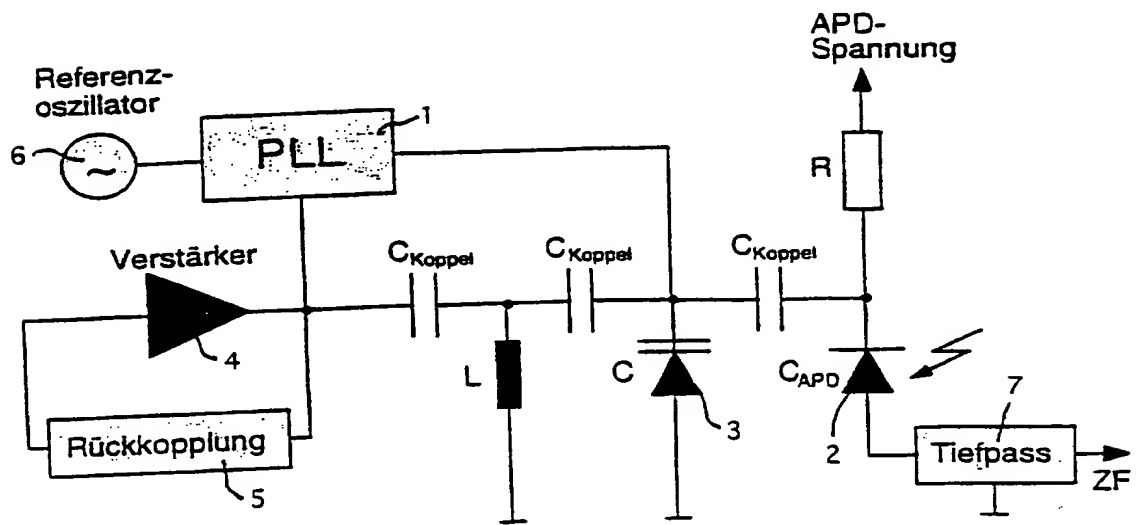


Fig. 1